

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

**Model asynchronního motoru s proměnnými
parametry**

Model of induction motor with variable parameters

Zadání bakalářské práce

Student:

Štěpán Smejtek

Studijní program:

B2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2602R014 Aplikovaná a komerční elektronika

Téma:

Model asynchronního motoru s proměnnými parametry
Model of Induction Motor with Variable Parameters

Zásady pro vypracování:

1. Teoretický rozbor činnosti asynchronního motoru.
2. Návrh a realizace simulačního modelu asynchronního motoru pomocí programu Matlab-Simulink.
3. Návrh a realizace simulačního modelu asynchronního motoru s proměnnými parametry závislými na poloze rotoru pomocí programu Matlab-Simulink.
4. Simulační ověření modelů.
5. Analýza výsledků simulací a jejich porovnání s teoretickými předpoklady.

Seznam doporučené odborné literatury:

1. Neborák I.: Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů. Monografie, VŠB-TU Ostrava, 172 s., 2002, ISBN 80-248-0083-7.
2. Holtz J.: Sensorless Control of Induction Motor Drives. In Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, pp. 1359-1394, 2002.
3. Degner M. W., Lorenz R. D.: Position Estimation in Induction Machines Utilizing Rotor Bar Slot Harmonics and Carrier-Frequency Signal Injection, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, pp. 736-742, 2000.
4. Ha J. I., Sul S. K.: Sensorless Field-Oriented Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 1, pp. 45-51, 1999.

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.**

Datum zadání: 01.09.2013

Datum odevzdání: 07.05.2014

doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 7. 5. 2014

.....

Štěpán Smejtek

Děkuji vedoucímu panu prof. Pavlu Bandšetterovi za odborné vedení práce. Dále bych chtěl poděkovat panu doc. Ivo Neborákovi za odbornou konzultaci při návrhu řešení problému.

Abstrakt

SMEJTEK, Š. *Model asynchronního motoru s proměnnými parametry*: bakalářská práce, Ostrava: VŠB – TU Ostrava, FEI, 2014

V první části práce je teoreticky popsána činnost asynchronního motoru a použití injekční metody pro stanovení polohy rotoru. Cílem této kapitoly bylo uvést do problematiky asynchronního motoru s proměnnými parametry. Druhá část práce se zabývá návrhem asynchronního motoru se stálými parametry a realizací v Simulinku pomocí tokového modelu. V posledním oddílu práce je popsán model už s proměnnými parametry, kde se bere v úvahu poloha rotoru. Následuje zobrazení charakteristik a porovnání s teoretickými předpoklady.

Klíčová slova

Asynchronní motor, Simulink, modelování, injekční metoda

Abstract

SMEJTEK, Š. *Model of induction motor with variable parameters*: thesis, Ostrava: VŠB – TU Ostrava, FEI, 2014

In the first part of the work is theoretically described how the induction motor works and how is the injection method for estimation of rotor position used. The goal of this chapter was to introduce towards the issue of induction motor with variable parameters. Second part of the work looks into the design of induction motor with stable parameters (magnetic flow model) using MATLAB – Simulink. In the next section of the work is described model of induction motor with variable parameters, where position of the rotor is taken into consideration. Characteristics and comparison with theoretical assumptions ensues.

Key words

Induction motor, Simulink, simulation, injection method

1. Obsah

1.	Obsah.....	7
2	Úvod.....	8
3	Asynchronní motor.....	9
3.1	Princip činnosti asynchronního motoru.....	9
3.2	Momentová a proudová charakteristika asynchronního motoru	9
3.3	Výkon asynchronního motoru	10
4	Estimátory s injektováním proudového nebo napětového signálu.....	12
4.1	Metoda s injektováním napětového signálu.....	12
5	Parametry simulovaného motoru.....	13
6	Model asynchronního motoru s konstantními parametry	14
6.1	Tokový model asynchronního motoru.....	15
6.2	Simulink model	16
6.3	Časové průběhy výstupních veličin.....	18
7	Model asynchronního motoru s proměnnými parametry	20
7.1	Injektování napětového signálu s vyšší frekvencí	21
7.2	Simulink model	21
7.3	Průběhy výstupních veličin	23
8	Závěr.....	27
9	Literatura	28

1 Úvod

V dřívějších dobách měly využití převážně pohony se stejnosměrnými motory. V dnešní době se tento trend obrací a v průmyslu se používají výhradně motory asynchronní. Souvisí to s rozvojem polovodičových měničů. Dříve bylo obtížné regulovat asynchronní motory. Dalo se regulovat pouze v malém rozsahu otáček. Dnes při použití polovodičových měničů tato negativní vlastnost AM odpadá. Jejich použití pro pohony je celkově výhodnější, protože jsou prakticky bezúdržbové (neobsahují komutátor, který byl častým zdrojem závad), tím pádem jsou ekonomicky méně náročné.

Prudký rozvoj proběhl v oblasti nejen elektrotechniky, ale i informatiky. Lidé hledají všelijaké způsoby jak ušetřit finance, proto došlo k vývoji softwarových simulačních prostředí. Všechny tyto programy nám umožňují simulovat reálné podmínky provozu, aniž bychom museli pořizovat skutečný výrobek. Dnes se provádí, při v podstatě jakémkoliv návrhu pohonu, nejdříve simulace. Tím se ověří funkčnost návrhu bez rizika poškození samotných součástek. Simulace nám není schopna úplně přesně ověřit chování stroje, protože se při ní často zavádějí zjednodušující předpoklady, jako je zanedbání ztrát, neuvažování vnějších vlivů, aj.

Tato práce se zabývá simulačním návrhem asynchronního motoru v programu Matlab-Simulink. Matlab je matematické výpočetní prostředí, proto je potřeba popsat motor pomocí jeho stavových rovnic a veličin. Musí postupovat jak případě motoru s konstantními parametry, i v případě proměnných parametrů. U motoru s proměnnými parametry je známá poloha rotorového magnetického toku, tím pádem i rotoru samotného. Tento fakt lze využít při různých aplikacím. Hlavním přínosem této práce je možnost pozorovat chování motoru bez nutnosti reálného zapojení.

Všechny simulace byly prováděny v programu MATLAB 7.8.0 (R2009a) a schémata jsou uloženy ve formátu kompatibilním s verzí R2008a.

2 Asynchronní motor

V dnešní době jsou to nerozšířenější elektromotory vůbec a používají se k nejrůznějším pohonům, protože jsou svou konstrukcí nejjednodušší (nejspolehlivější), nevyžadují velkou údržbu. Z těchto důvodů jsou také nejlevnější na provoz. Používají se k pohonům zařízení, jako jsou např. čerpadla, kompresory, výtahy, jeřáby, aj.

2.1 Princip činnosti asynchronního motoru

Jeho hlavní části jsou stator (pevná část) a rotor (pohyblivá část). Princip činnosti je založen na vzájemném elektromagnetickém působení těchto dvou částí. Točivé magnetické pole ve statoru, vytvoří (indukuje) napětí a proudy v rotorové části, proto se také tento motoru nazývá induktivní.

Tyto napětí a proudy se mohou indukovat v rotoru točivým magnetickým polem pouze při otáčkách rotoru odlišných od synchronních otáček točivého pole statoru. Při synchronních otáčkách rotoru by se do něj neindukovalo napětí, neprotékaly by jím proudy a stroj by měl nulový moment.

Asynchronní stroje mohou také pracovat jako asynchronní generátory v případě, že poháněním AM dosáhneme jeho mechanických otáček vyšších, než jsou otáčky synchronní, čímž indukovaná napětí a proudy v rotoru jsou opačného smyslu a stroj dodává činný elektrický výkon od sítě [1].

2.2 Momentová a proudová charakteristika asynchronního motoru

Při běžné pasivní zátěži se rotor nemůže otáčet stejnými (tj. synchronními) otáčkami jako magnetické pole statoru, pro generování momentu je potřeba, aby měl rotor jiné otáčky než stator. Míra rozdílu otáček pole a rotoru je nazývána skluz, udávána v procentech a definována jako [1]:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}$$

n_s – otáčky magnetického pole rotoru
 n – otáčky rotoru

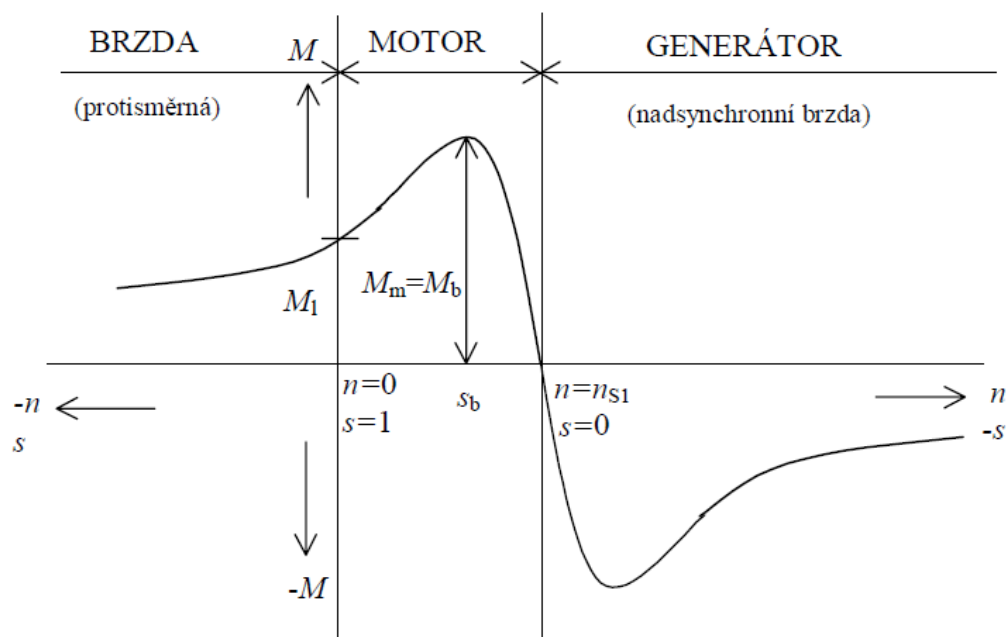
Moment asynchronního motoru s kotvou nakrátko je v ustáleném stavu dán vztahem (Klossův vztah) [1]:

$$M = \frac{2 \cdot M_m}{\frac{s}{s_b} + \frac{s_b}{s}}$$

M_m – maximální moment = moment zvratu

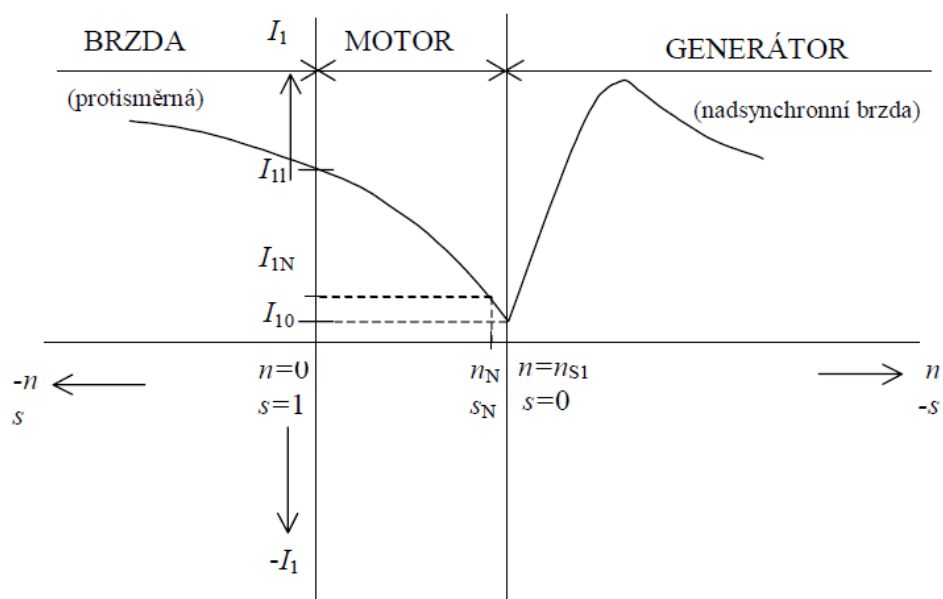
s_b = skluz při momentu zvratu

Ze vztahu platí, že se snižujícím se napětím na statoru moment motoru klesá. Dále platí, že se mění nepřímo úměrně se změnou frekvence napájecí sítě.



Obr. 1 Momentová charakteristika asynchronního stroje

Proudová charakteristika asynchronního stroje je závislost proudu statoru I_1 na otáčkách stroje, resp. skluzu.



Obr. 2 Proudová charakteristika asynchronního stroje

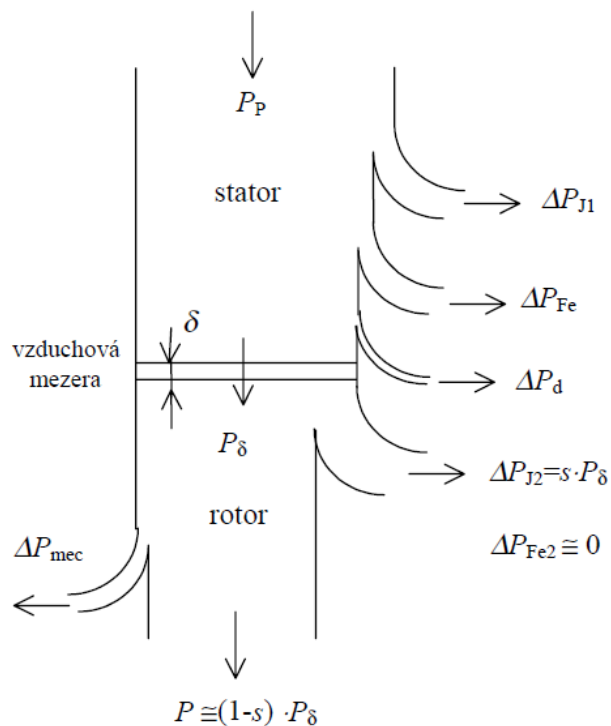
2.3 Výkon asynchronního motoru

Příkon odebíraný elektromotorem z napájecí sítě je roven [1]:

$$P_p = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \phi_1 = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \phi_1$$

U_1 a I_1 jsou fázová napětí a proud a ϕ_1 je fázový posun mezi napětím a proudem.

U a I už jsou sdružené veličiny, tzn. Napětí mezi fázemi a proud tekoucí vodičem přívodního vedení k motoru



Obr 3. Výkonová bilance motoru

Celkový výkon motoru je dán rozdílem příkonu a jeho celkových ztrát [1]:

$$P = P_p - \Delta P_{TOT}$$

ΔP_{TOT} tvoří: ztráty ve vinutí statoru a rotoru, ztráty v magnetickém obvodu statoru, mechanické ztráty a případné další dodatečné ztráty.

V rámci této práce se výše uvedené ztráty zanedbávají, protože počítat s nimi v simulaci by bylo komplikované.

3 Estimátory s injektováním proudového nebo napětového signálu

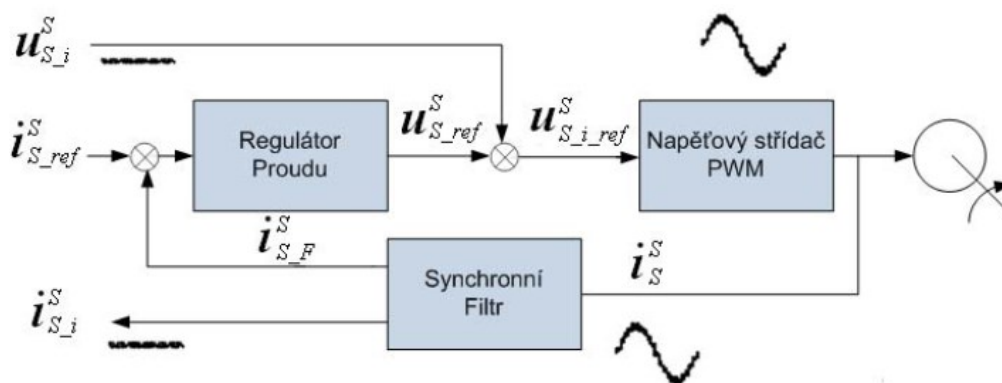
Při své činnosti je asynchronní motor nasycený tzn., že magnetický tok ve vzduchové mezeře má tvar zploštělé sinusové vlny. Tvar je deformován drážkováním magnetického obvodu statoru a rotoru, ať už účelově (od výroby) nebo ne. Tento jev závisí na poloze rotoru a proto je vhodné jej pro jeho odhadování využít.

U asynchronních motorů existují dva typy signálů, které můžeme injektovat. A to periodický signál s vyšší frekvencí nebo napětové testovací pulzy. Hlavními rozdíly používaných metod je způsob, jak dostat hledané veličiny (polohu rotoru nebo magnetického toku) z motoru, aby byly použitelné pro odhad. V rámci této práce je použita pouze metoda injektování vysokofrekvenčního signálu, proto bude popsána pouze tato možnost [3].

3.1 Metoda s injektováním napětového signálu

Jako první, kdo využili injektování napětového místo proudového signálu, byli Lorenz a Sul. Vycházeli z myšlenky, že je mnohem jednodušší injektovat napětí než proud. Jak už bylo výše zmíněno, využívá se drážkování (RSHE – Rotor Slot Harmonics) rotoru, které je klíčové pro odhad polohy rotoru asynchronního motoru. Výrobci se snaží tuto nelinearitu odstraňovat, protože není žádoucí, avšak vyskytuje se prakticky u všech motorů.

Dochází k superponování přídavného trojfázového sinusového napětového signálu k základnímu napájecímu napětí. Frekvence tohoto injektovaného signálu se volí v rozsahu 500 Hz až 2 kHz a injektování probíhá v soustavě $[\alpha, \beta]$. Frekvence injektovaného signálu musí být zvolena vhodně tak, aby vzhledem k hodnotě spínací frekvence byla zachována dostatečná přesnost. Např. není vhodné použít sinusový signál s frekvencí 5 kHz a spínací frekvencí 10 kHz. V tomto případě by byly dvě sepnutí na jednu periodu a výsledný průběh by zdaleka neměl sinusový tvar. Amplituda je obvykle volí v rozmezí 5 – 20 V. Opět musí být vhodně zvolena tak, aby injektování výrazně neovlivňovalo samotnou činnost motoru, a přitom musí být proudová odezva na injektovaný signál dostatečně citelná, aby se mohla dále zpracovávat [3].



Obr. 4 Injektování napětového signálu

4 Parametry simulovaného motoru

Během se celé práce se používají následující dané parametry asynchronního motoru:

Tab. 1 Parametry asynchronního motoru

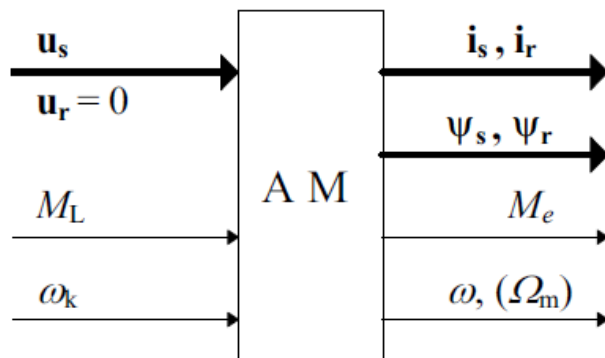
Jmenovitý činný výkon	2,7 kW
Jmenovitý $\cos \varphi$	0,75
Jmenovité otáčky	1360 min ⁻¹
Počet polpárů	2
Jmenovitý moment	19 Nm
Momentová přetížitelnost	3,25
Jmenovitý moment setrvačnosti	0,013 kgm ²
Jmenovité satorové napětí	380/220 V, zapojení Y
Jmenovité rotorové napětí	108 V (sdružené při zapojení Y)
Jmenovitý satorový proud	7,51 A
Jmenovitý rotorový proud	17,0 A
Odpor fáze satoru	1,83 Ω (studený stav); 2,10 Ω (teplý stav)
Odpor fáze rotoru	0,203 Ω (studený stav); 0,233 Ω (teplý stav)
Přepočtený odpor fáze rotoru	2,19 Ω (studený stav); 2,51 Ω (teplý stav)
Celkový odpor v železe	570,3 Ω
Rozptylová indukčnost fáze satoru	0,008 H
Rozptylová indukčnost fáze rotoru	0,008 H
Hlavní indukčnost	0,129 H
Jmenovitý satorový tok	0,877 Wb (modul vektoru)
Jmenovitá magnetizační složka	6,8 A
Jmenovitá momentotvorná složka	8,16 A
Rotorová časová konstanta	54,6 ms

5 Model asynchronního motoru s konstantními parametry

Pro zjednodušení se v tomto modelu nepočítá s nasycením hlavního magnetického obvodu. Stator uvažujeme třífázový, rotor je v provedení nakrátko. Pro modelování a simulaci přijímáme následující zjednodušující předpoklady [2]:

- Stroj je symetrický, jeho vinutí je sinusově rozloženo po obvodu stroje a vzduchová mezera je konstantní
- Ztráty jsou zanedbány
- Nulový vodič není připojen
- Odpory a indukčnosti jsou stejné ve všech fázích

Při modelování asynchronního motoru uvažujeme jako vstupní veličiny statorová (u_s) a rotorová (u_r) napětí, moment zátěže (M_L) a volbu souřadného systému (ω_k – viz níže). Výstupní veličiny poté jsou magnetická spřažení (ψ_s, ψ_r), moment (M_e) a otáčky (ω).



Obr. 5 Vstupy a výstupy asynchronního motoru

Prostorové vektory proudů a napětí lze vyjádřit v různých komplexních rovinách, které rotují zvolenou úhlovou rychlostí ω_k vůči statoru. Pro tento model je zvolena komplexní rovina označená k , která rotuje všeobecnou úhlovou rychlostí, osy jsou potom označeny u a v . Při použití této roviny se neklade důraz na žádný souřadnicový systém, proto je možné zadat libovolnou hodnotu ω_k . Při řešení je nutné převést veličiny statoru a rotoru do stejné komplexní roviny [2].

Podle toho, ze kterých stavových veličin vycházíme při matematickém popisu asynchronního motoru, rozlišujeme 3 základní typy modelů, které jsou si navzájem ekvivalentní:

- Proudový model: stavové veličiny jsou proudy rotoru a statoru
- Tokový model: stavové veličiny jsou spřažené magnetické toky statoru a rotoru
- Proudově-tokový model: stavové veličiny jsou proudy i magnetické toky

Ve všech třech případech musíme při matematickém popisu řešit soustavu čtyř diferenciálních rovnic. Zde je k modelaci použit tokový model, protože je ze třech uvedených modelů nejjednodušší, jelikož koeficienty jsou méně složité případně nulové.

5.1 Tokový model asynchronního motoru

Rovnice pro výpočet magnetických spřažení a statoru a rotoru (uvedené rovnice platí ve stejném tvaru v libovolné souřadné soustavě) a rovnice elektromagnetický moment mají tvar[2]:

$$\begin{aligned}\Psi_{su} &= L_s i_{su} + L_h i_{ru} & \Psi_{sv} &= L_s i_{sv} + L_h i_{rv} \\ \Psi_{ru} &= L_r i_{ru} + L_h i_{su} & \Psi_{rv} &= L_r i_{rv} + L_h i_{sv} \\ M_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_h}{L_r} (i_{sv} \Psi_{ru} - i_{su} \Psi_{rv})\end{aligned}$$

Z těchto rovnic si vyjádříme proudy

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{-L_h}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-L_h}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{su} \\ \Psi_{ru} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{-L_h}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-L_h}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sv} \\ \Psi_{rv} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

kde σ je činitel celkového rozptylu $\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_s L_r} = 1 - \frac{0.129^2}{0.137 \cdot 0.137} = 0.113$,

L_s je indukčnost fáze statoru $L_s = L_h + L_{s\sigma} = 0.129 + 0.008 = 0.137$ H,

L_r je indukčnost fáze rotoru $L_r = L_h + L_{r\sigma} = 0.129 + 0.008 = 0.137$ H,

$L_{s\sigma}$ a $L_{r\sigma}$ jsou rozptylové indukčnosti fáze statoru a rotoru,

L_h je hlavní indukčnost.

Následuje Laplaceova transformace a dosazení do stavové rovnice[2]:

$$p\Psi = A\Psi + BU$$

$$p \begin{bmatrix} \Psi_{su} \\ \Psi_{ru} \\ \Psi_{sv} \\ \Psi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & \omega_k & \frac{R_s L_h}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ \omega_k & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & 0 & \frac{R_s L_h}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r L_h}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & (\omega_k - \omega) \\ 0 & \frac{R_r L_h}{\sigma L_s L_r} & -(\omega_k - \omega) & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{su} \\ \Psi_{ru} \\ \Psi_{sv} \\ \Psi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{su} \\ U_{ru} \\ U_{sv} \\ U_{rv} \end{bmatrix}$$

Rovnici pro elektromagnetický moment motoru dostaneme ve tvaru[2]:

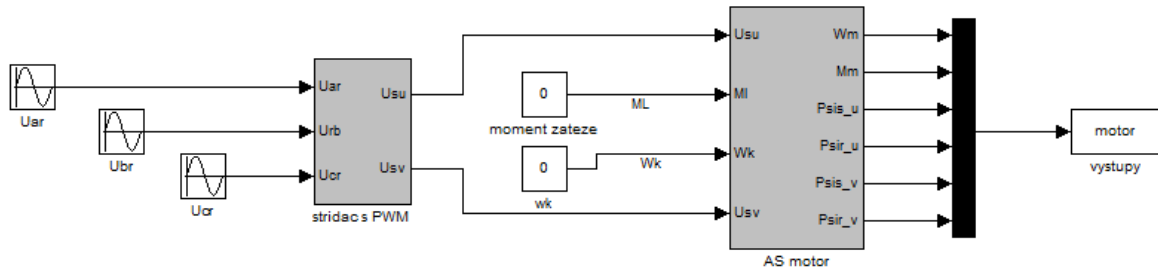
$$i = C\Psi \quad \rightarrow \quad M_e = \frac{3}{2} p \frac{L_h}{\sigma L_s L_r} (\Psi_{sv} \Psi_{ru} - \Psi_{su} \Psi_{rv})$$

Pohybová rovnice[2]:

$$M_e = f(\Psi) \quad \rightarrow \quad M_e - M_L = J_c p \Omega_m,$$

kde Ω_m je mechanická rychlost rotoru a p počet polpárů.

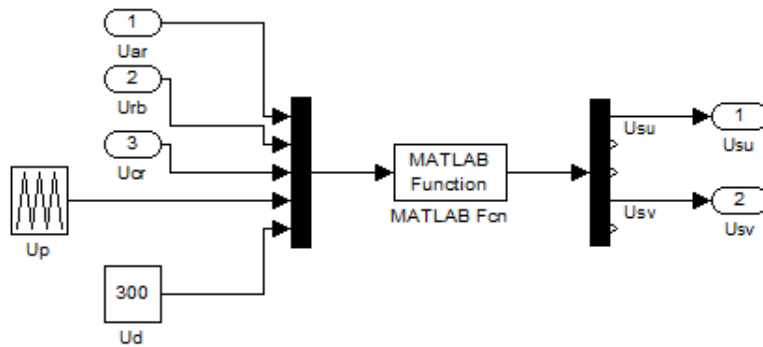
5.2 Simulink model



Obr. 6 Celkové schéma asynchronního motoru s konstantními parametry

Model je tvořen dvěma hlavními bloky.

První je blok napěťového střídače s pulzně šířkovou modulací (znázorněn na Obr. 6). Vstupy tvoří 3 řídicí napětí o amplitudě 10 V a frekvenci 50 Hz, vzájemně fázově posunuty o 120°. Úkolem střídače je vytvořit vstupní napětí U_{su} a U_{sv} pro blok motoru. Po jeho otevření vidíme, že pro řízení efektivní hodnoty výstupního napětí je použita komparační šířkově pulzní modulace, která funguje na základě porovnání pomocného trojúhelníkového napětí s řídicím, sinusovým napětím. V této práci byla použita konstantní hodnota napětí meziobvodu $U_d = 300$ V, kmitočet pilovitého signálu $f_p = 2$ kHz a amplituda $U_{pmax} = \pm 10$ V



Obr. 7 Blok napěťového střídače

Stanovení výstupního napětí je naprogramováno pomocí bloku *MATLAB Fcn*, který pracuje s M-file (viz příloha *pwmstr.m*). V případě, že je řídicí napětí pro danou fázi větší než napětí pily, pak je příslušné pomocné napětí rovno $U_d / 2$. Pokud tomu tak není, tak je rovno $-U_d / 2$.

Na základě těchto pomocných napětí u_{10} , u_{20} , u_{30} se poté vypočítávají okamžité hodnoty fázových napětí u_{su} a u_{sv} dle vztahů[2]:

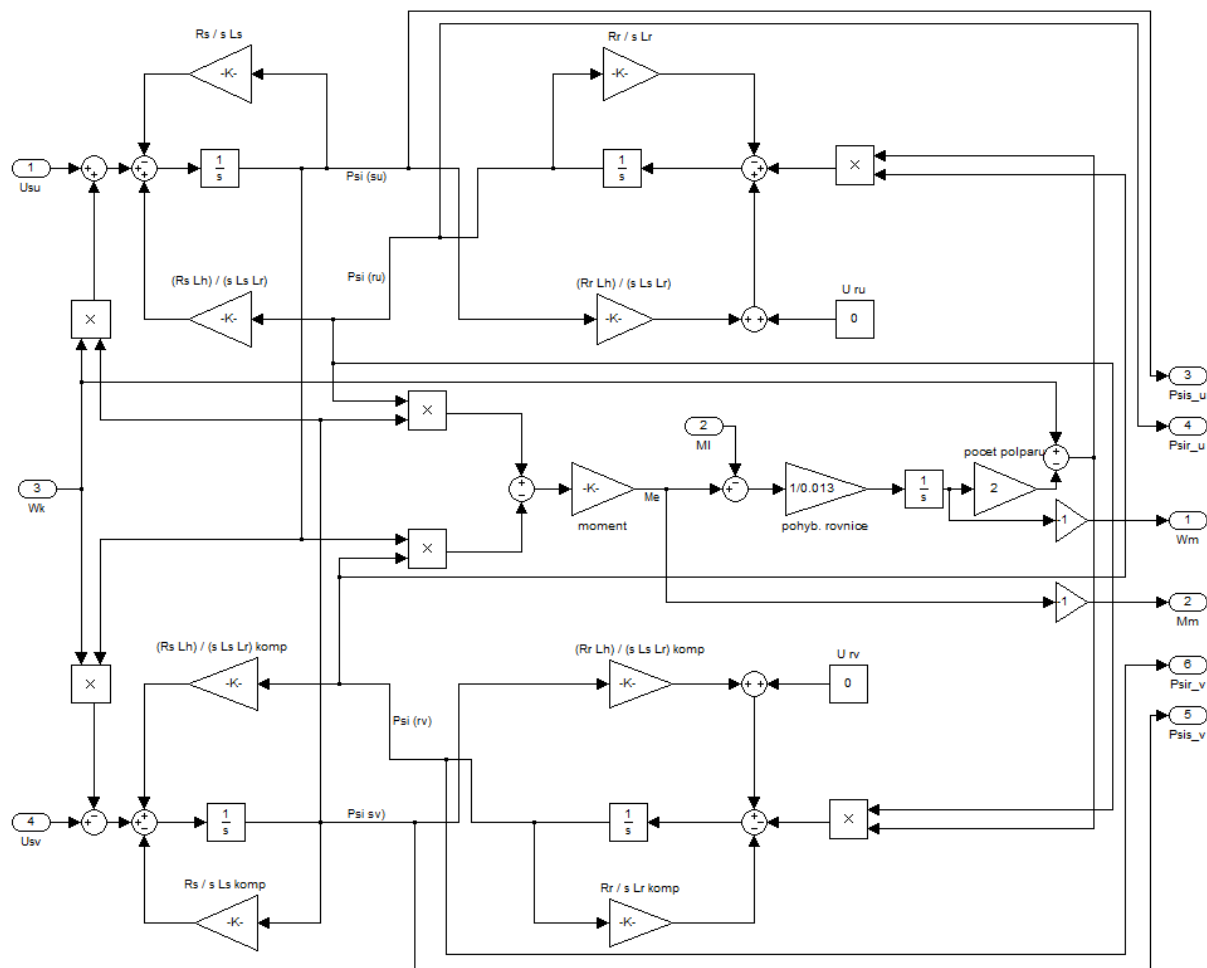
$$u_a = u_{su} = \frac{2u_{10} - u_{20} - u_{30}}{3}$$

$$u_b = \frac{2u_{20} - u_{30} - u_{10}}{3}$$

$$u_c = \frac{2u_{30} - u_{10} - u_{20}}{3}$$

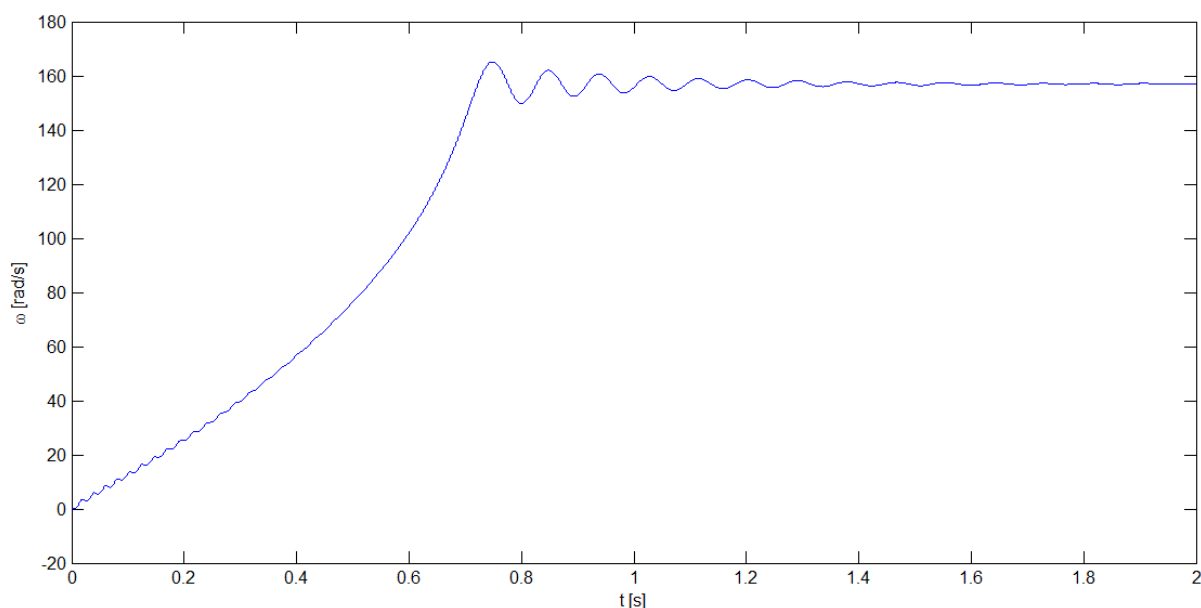
$$u_{sv} = \frac{u_{20} - u_{30}}{\sqrt{3}}$$

Druhým hlavním blokem ve schématu je blok samotného asynchronního motoru. Jak už je výše uvedeno, jedná se o tokový model motoru. Z rovnic v kapitole 6.1 je sestaven celý model. Do všech bloků se zesílením jsou dosazeny vzorce s parametry danými z Tab. 1. Výstupy jsou magnetické toky rotoru a statoru, otáčky a elektromagnetický moment motoru. Jejich hodnoty se zapisují do *workspace*, ze kterého jsou vytvořeny průběhy v následující kapitole.



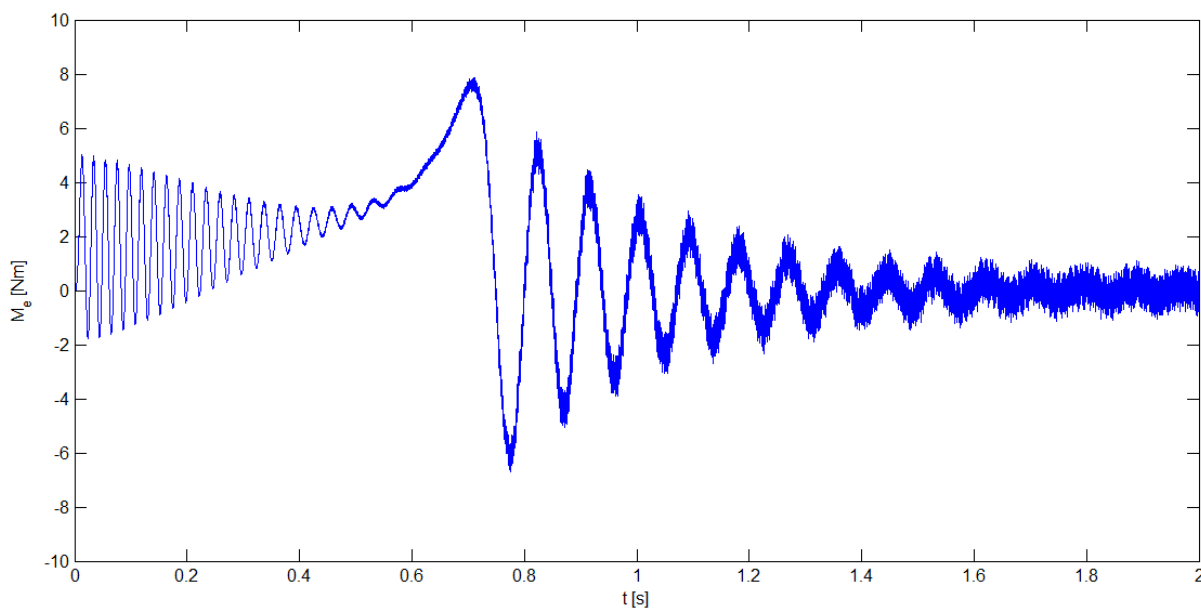
Obr. 8 Blok asynchronního motoru s konstantními parametry

5.3 Časové průběhy výstupních veličin



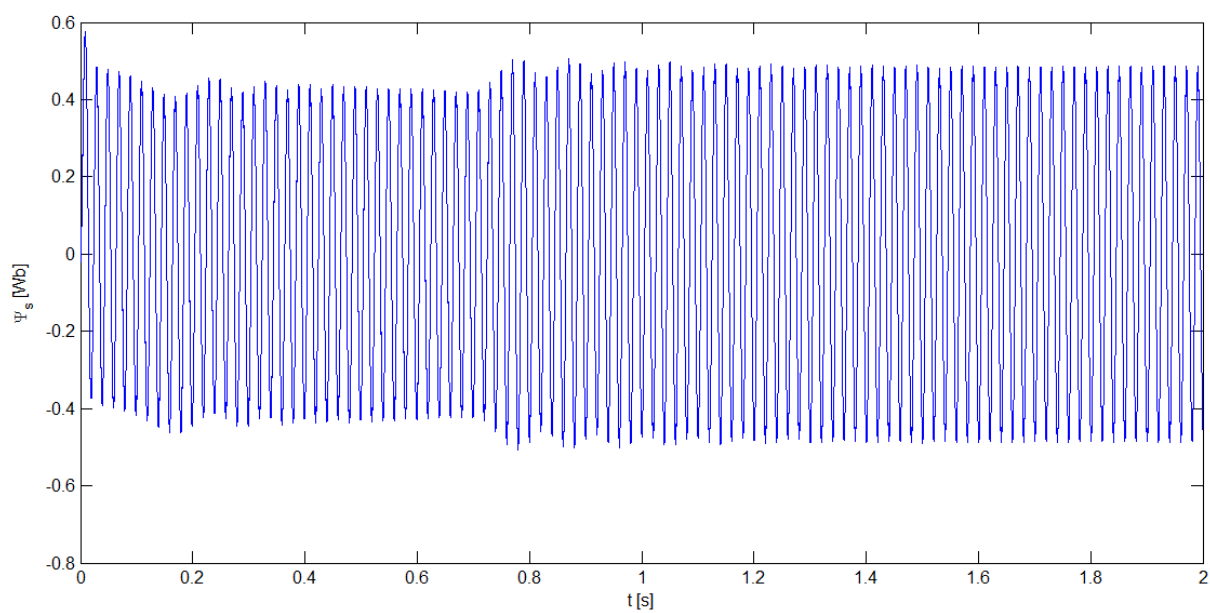
Obr. 9 Průběh úhlové frekvence rotoru v čase

Zde vidíme nárůst otáček při rozběhu motoru. Otáčky se ustálily na hodnotě úhlové rychlosti $\omega = 175$ rad/s, což odpovídá 1499 ot./min, což už čtyřpólového stroje odpovídá teoretickým předpokladům. Rozběh motoru trval 0,8 vteřin. K úplnému ustálení otáček došlo v čase 1,6 vteřin.

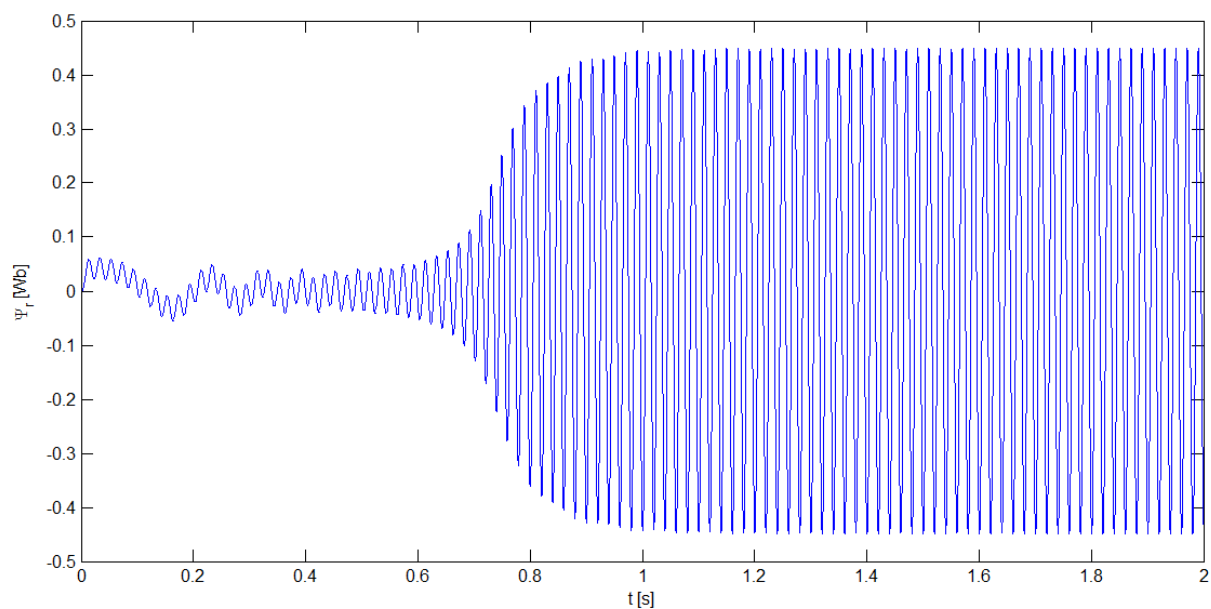


Obr. 10 Průběh elektromagnetického momentu v čase

Rozkmit momentu při rozběhu motoru je způsoben velmi malou úhlovou rychlostí rotoru. Při zvyšování otáček rotoru už moment rostl. Při ustálení otáček kmitá moment z kladných do záporných hodnot, jelikož dochází k brždění motoru při ustalování otáček. Simulace probíhala pro nezatížený motor, proto po ustálení otáček, klesl moment k minimální hodnotě.



Obr. 11 Průběh magnetického toku statoru Ψ_{su} v čase



Obr. 12 Průběh magnetického toku rotoru Ψ_{ru} v čase

6 Model asynchronního motoru s proměnnými parametry

Model je sestaven ve statorovém souřadnicovém systému $[\alpha, \beta]$, proto je ω_k rovno nule. Při sestavování vycházíme z rovnic pro napětí a magnetické toky [3]:

$$\begin{aligned} u_s^S &= R_s i_s^S + \frac{d\Psi_s^S}{dt} & u_r^S &= 0 = R_r i_r^S + \frac{d\Psi_r^S}{dt} - j\omega_m \Psi_r^S \\ \Psi_s^S &= L_s i_s^S + L_h i_r^S & \Psi_r^S &= L_r i_r^S + L_h i_s^S \end{aligned}$$

Veličiny s horním indexem q^S jsou vektory a jejich úplný algebraický tvar vypadá následovně:

Vektor statorového / rotorového magnetického toku: $\Psi_{s/r}^S = \Psi_{s/r\alpha} + j\Psi_{s/r\beta}$

vektor statorového napětí: $u_s^S = u_{s\alpha} + ju_{s\beta}$

vektor statorového proudu: $i_s^S = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$

Úbytky na statorovém a rotorovém odporu můžeme při vyšších frekvencích zanedbat. L_s a L_r jsou statorové a rotorové indukčnosti, L_h je hlavní indukčnost, stejně jako v případě motoru s konstantními parametry. V tomto modelu je navíc rozdílová hodnota statorové rozptylové indukčnosti $\Delta L_{s\sigma}$, která je způsobená magnetickou nesouměrností motoru [3].

$$\Delta L_{s\sigma} = L_s - \frac{L_h^2}{L_s L_r}$$

Po zanedbání odporů mají rovnice pro napětí tvar [3]:

$$\begin{aligned} u_s^S &= \frac{d\Psi_s^S}{dt} \cong L_s \frac{di_s^S}{dt} + L_h \frac{di_r^S}{dt} \\ u_r^S &= 0 = \frac{d\Psi_r^S}{dt} - j\omega_m \Psi_r^S \cong L_h \frac{di_s^S}{dt} + L_r \frac{di_r^S}{dt} - j\omega_m (L_r i_r^S + L_h i_s^S) \end{aligned}$$

Po injektování napěťového signálu s velkou frekvencí a konstantním úhlovým kmitočtem ω_i dostává rovnice pro rotorová napětí následující podobu:

$$0 = j(\omega_i - \omega_m)(L_r i_r^S + L_h i_s^S)$$

Rozdíl $(\omega_i - \omega_m)$ nemůže být nula, jelikož úhlový kmitočet injektovaného signálu je mnohonásobně větší než úhlová frekvence rotoru. Proto musí být roven nule výraz $(L_r i_r^S + L_h i_s^S) = 0$. Z toho:

$$i_r^S = \frac{L_h}{L_r} i_s^S \quad u_s^S = j\omega_i L_{s\sigma} i_s^S$$

Při předpokladu, že v popisovaném asynchronním motoru existuje magnetická nesouměrnost, tak nebude statorová indukčnost konstantní, ale bude funkčně závislá na poloze rotoru. Předcházející rovnice pro statorová napětí má po rozepsání v souřadném systému $[\alpha, \beta]$ tvar [3]:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = j\omega_i \begin{bmatrix} L_{s\sigma} + \Delta L_{s\sigma} \cos(h\epsilon) & -\Delta L_{s\sigma} \sin(h\epsilon) \\ -\Delta L_{s\sigma} \sin(h\epsilon) & L_{s\sigma} + \Delta L_{s\sigma} \cos(h\epsilon) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$$

kde ϵ je úhel natočení rotoru a h je harmonické číslo nesouměrnosti, které je rovno dvojnásobku poměru úhlové frekvence, s jakou rotuje nesouměrnost, a úhlové frekvence rotoru. V našem případě je toto číslo rovno 2, jelikož nesouměrnost rotuje stejnou úhlovou rychlostí jako rotor.

6.1 Injektování napět'ového signálu s vyšší frekvencí

Dochází k injektování signálu s úhlovým kmitočtem ω_i a konstantní amplitudou U_i . Tento signál je možné definovat následovně [3]:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha_i} \\ u_{s\beta_i} \end{bmatrix} = U_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ -\sin(\omega_i t) \end{bmatrix} = U_i e^{j\omega_i t}$$

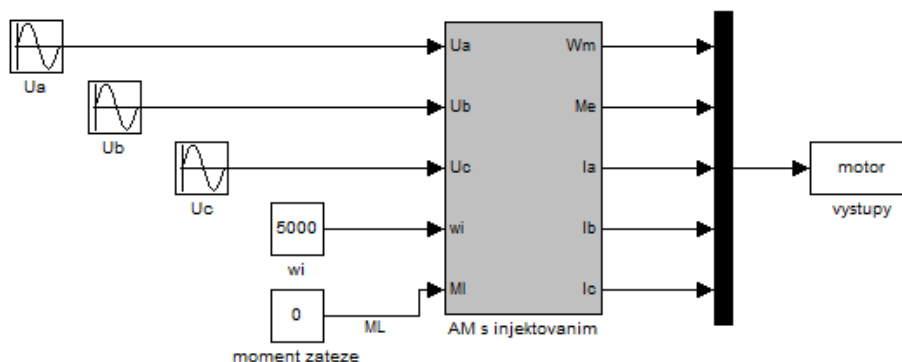
Pokud budeme motor budit tímto napět'ovým signálem, bude ve statoru procházet injektovaný proud s vyšší frekvencí, vycházející z rovnic pro statorová napětí, který je možno definovat takto[3]:

$$i_{s_i}^S \begin{bmatrix} i_{s\alpha_i} \\ i_{s\beta_i} \end{bmatrix} = I_{i_p} \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t) \end{bmatrix} - I_{i_n} \begin{bmatrix} \sin(h\epsilon - \omega_i t) \\ \cos(h\epsilon - \omega_i t) \end{bmatrix}$$

Tento proud s vyšší frekvencí se skládá ze dvou základních složek:

Pozitivní složka $I_{i_p} = L_{s\sigma} \frac{U_i}{\omega_i(L_{s\sigma}^2 - \Delta L_{s\sigma}^2)}$, která neobsahuje informaci o poloze rotoru.

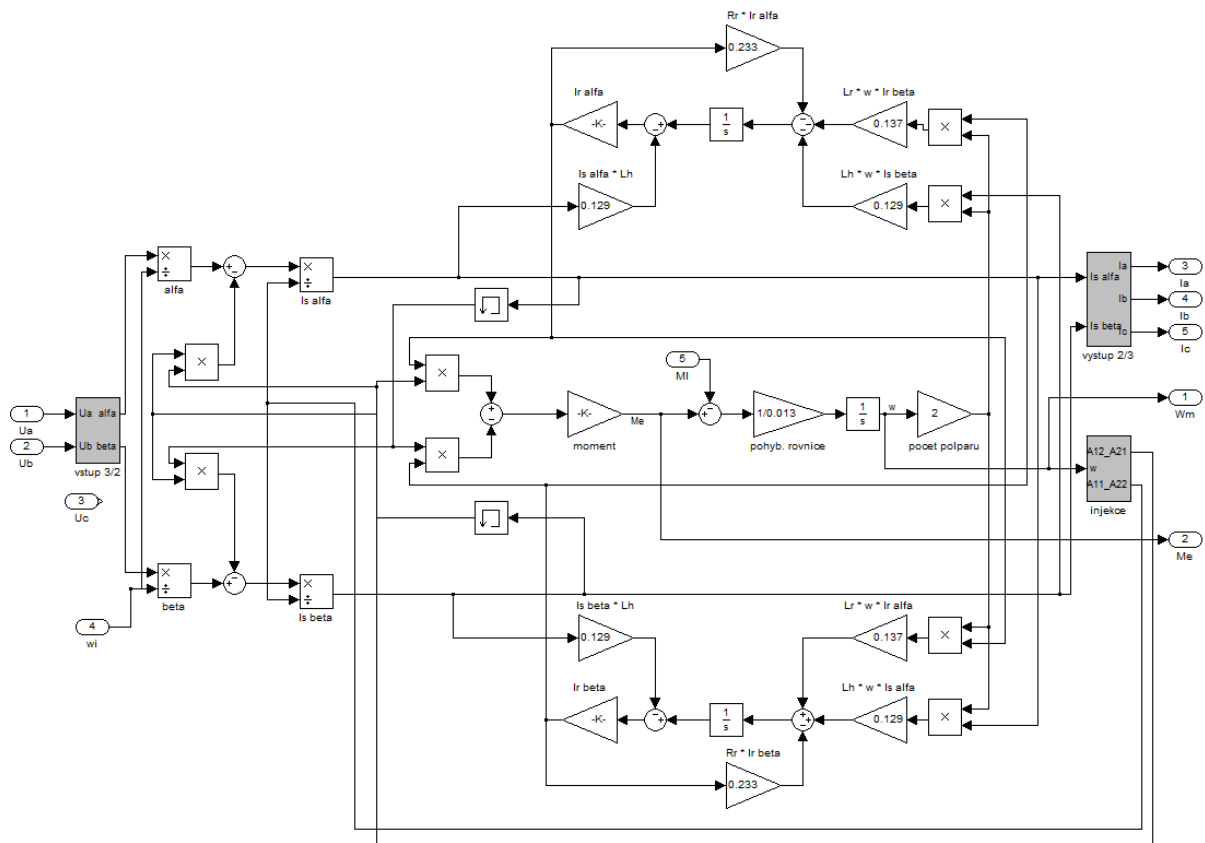
6.2 Simulink model



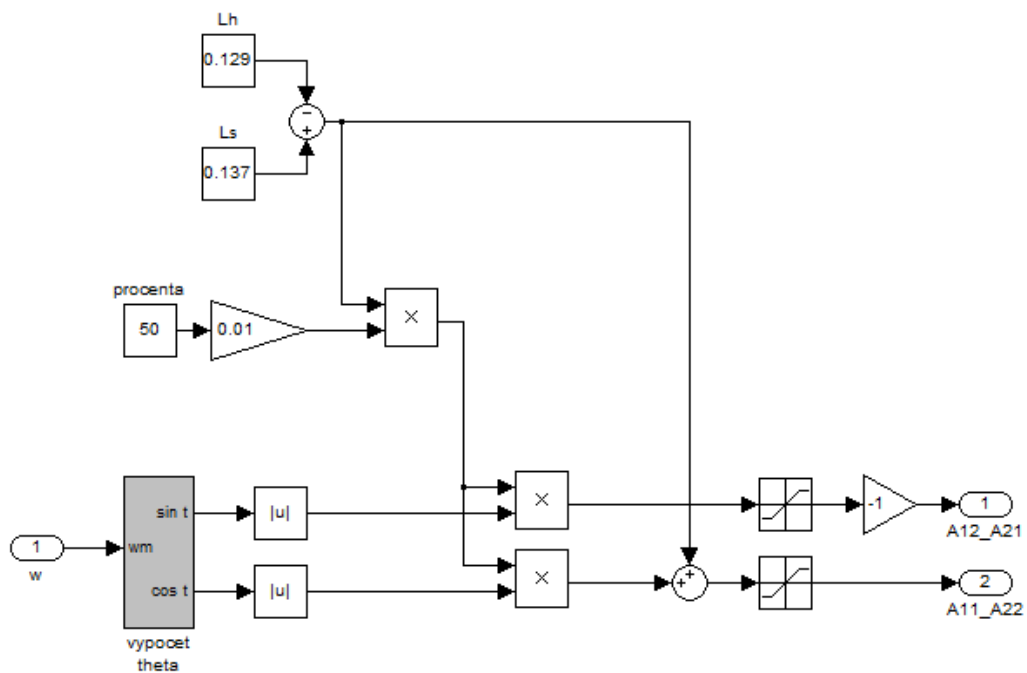
Obr. 13 Celkové schéma asynchronního motoru s proměnnými parametry

K napájení tohoto modelu není použit napět'ový střídač s komparační PWM, ale do motoru jsou přiváděny fázová napětí U_a , U_b a U_c .

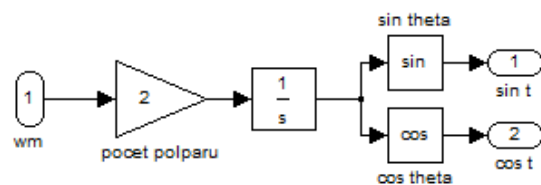
Hlavní rozdíl je v bloku motoru, kde bylo nutno počítat s proměnnou indukčností. Vstup motoru jsou napájecí fázová napětí U_a a U_b , Moment zátěže M_L a úhlová frekvence injektovaného signálu ω_i . O převod napětí do souřadného systému $[\alpha, \beta]$ se stará podsystém "vstup 3/2". Samotný blok motoru "AM s injektovanim" je vytvořen z rovnic a vztahů uvedených v kapitolách 7 a 7.1. Výpočet proměnných parametrů má za úkol nový blok s názvem "injekce". Zde dochází k výpočtu proměnné rozptylové indukčnosti a v podsystému "vypocet theta" se zpracovává a počítá poloha rotoru. Výstupy motoru jsou otáčky rotoru a moment, stejně jako v případě s konstantními parametry, dále pak nově fázové proudy. Ty má na starosti podsystém s názvem "vystup", kde dochází ke zpětné transformaci souřadnic $I_{s\alpha}$ a $I_{s\beta}$ na I_a , I_b a I_c . Všechny hodnoty jsou zaznamenány do *workspace*, odkud jsou vyneseny jejich průběhy.



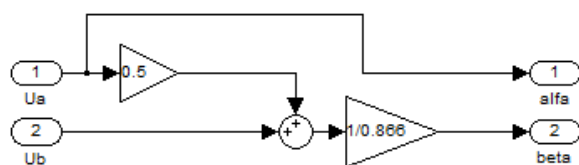
Obr. 14 Blok asynchronního motoru s proměnnými parametry



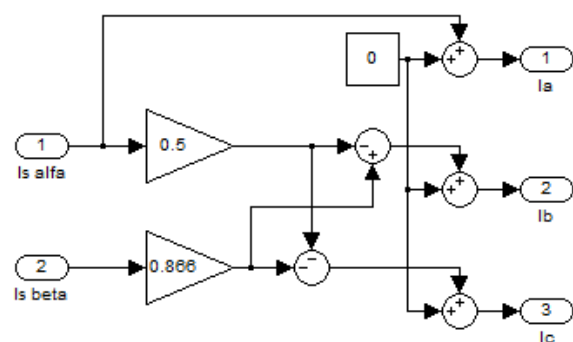
Obr. 15 Podsystem "injekce"



Obr 16 Podsystem "vypocet theta"

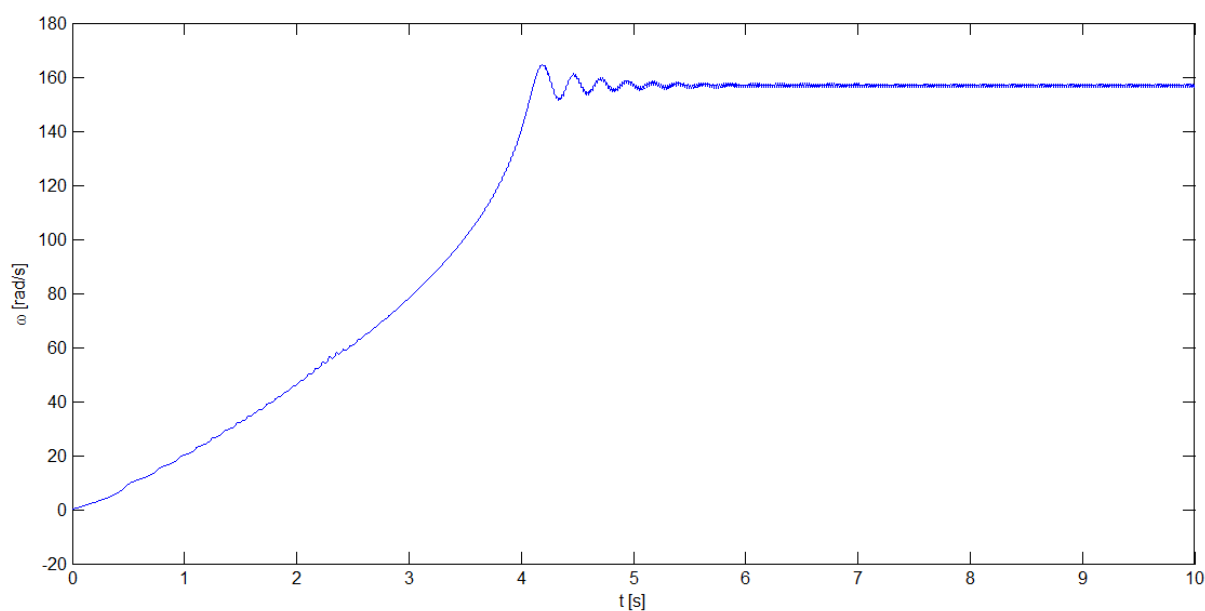


Obr. 17 Podsystem "vstup 3/2"

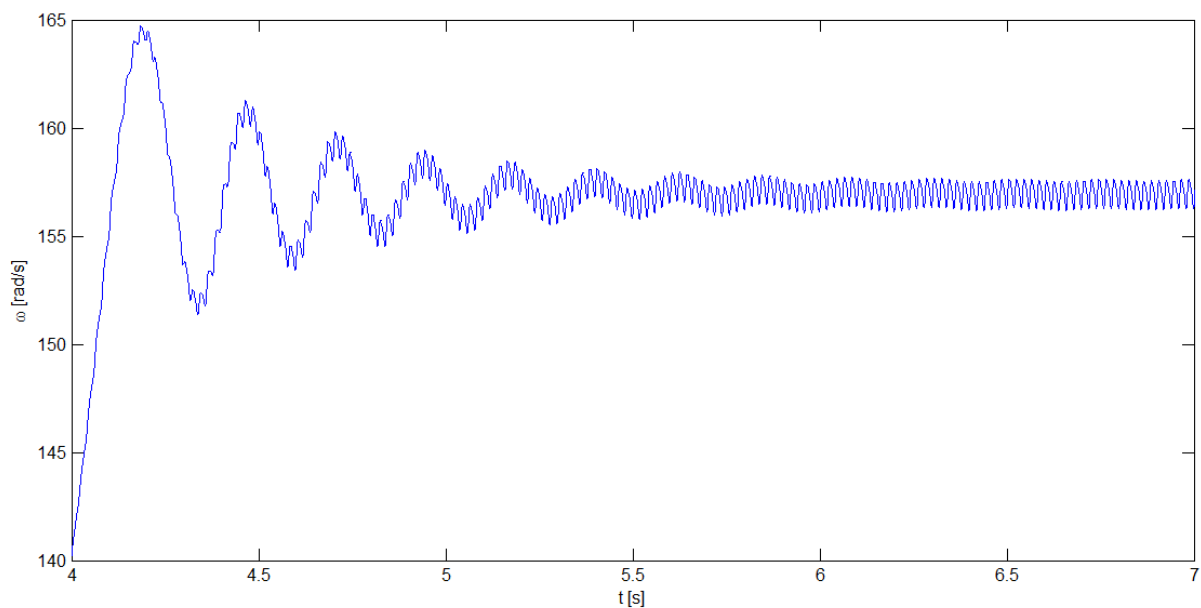


Obr. 18 Podsystem "vystup 2/3"

6.3 Průběhy výstupních veličin



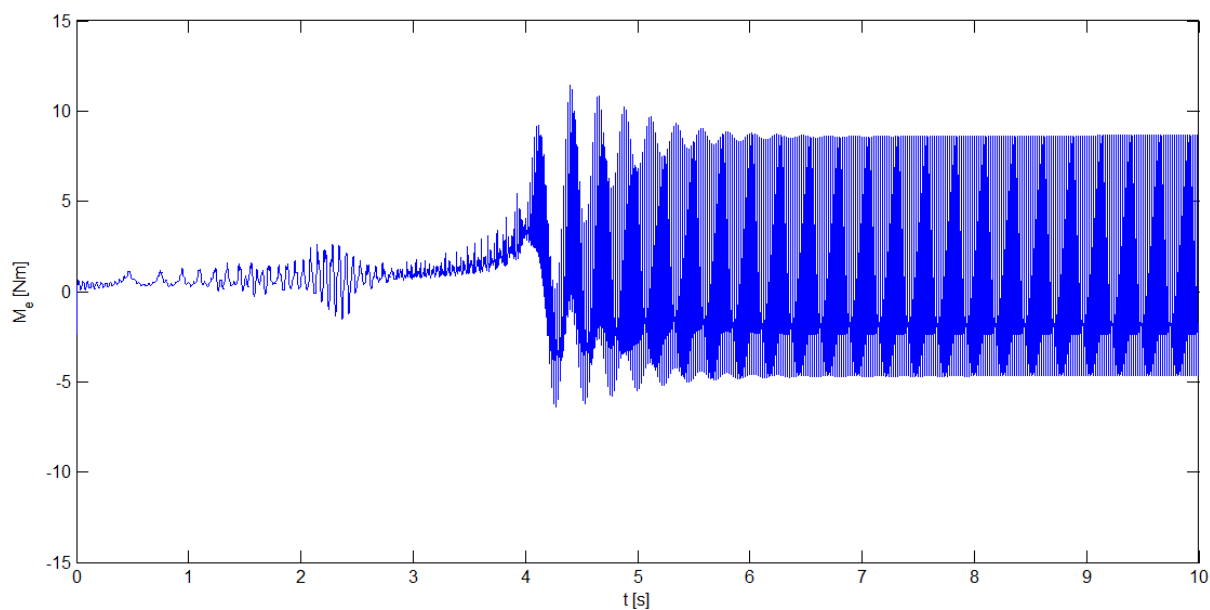
Obr. 19 Průběh úhlové frekvence rotoru v čase



Obr. 20 Detail průběhu úhlové rychlosti

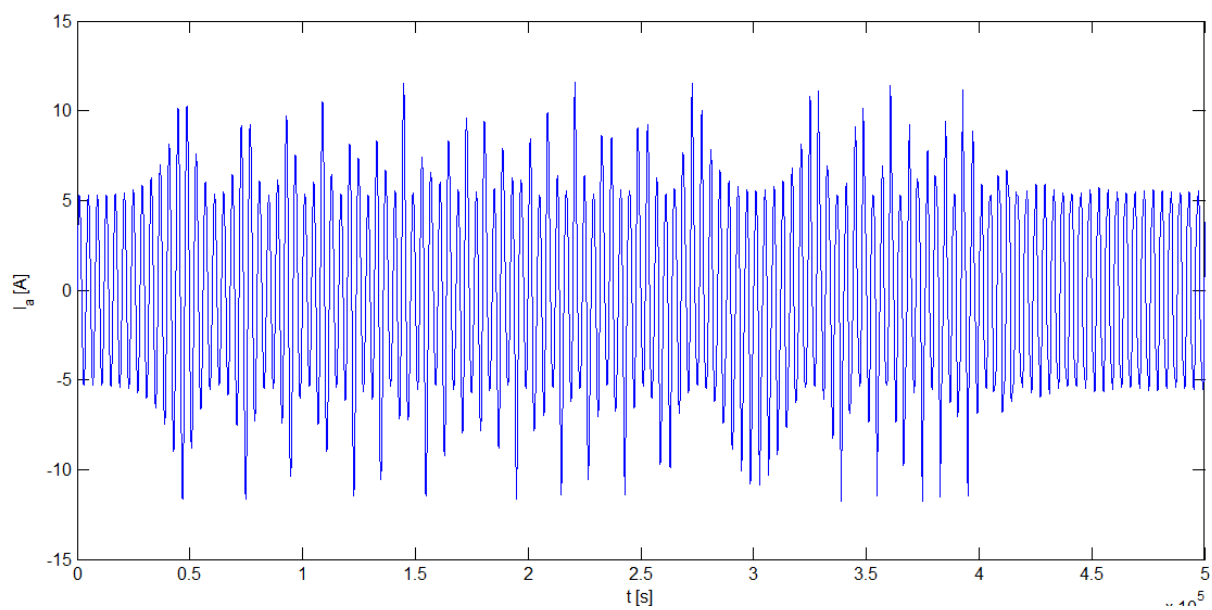
V porovnání s modelem s konstantními parametry zde můžeme vidět rozdíl v době rozběhu motoru. U motoru s konstantními parametry byl rozběh rychlejší, kdežto v tomto případě trvá 5 sekund, než se otáčky ustálí. Rychlost rotoru je stejná jako u motoru s konstantními parametry, tzn. 1500 ot. /min.

Při pohledu na detail průběhu úhlové rychlosti na *Obr. 20* vidíme vliv ale injektovaného signálu s vyšší frekvencí. Jeví se jako superponovaný signál k původnímu průběhu ω

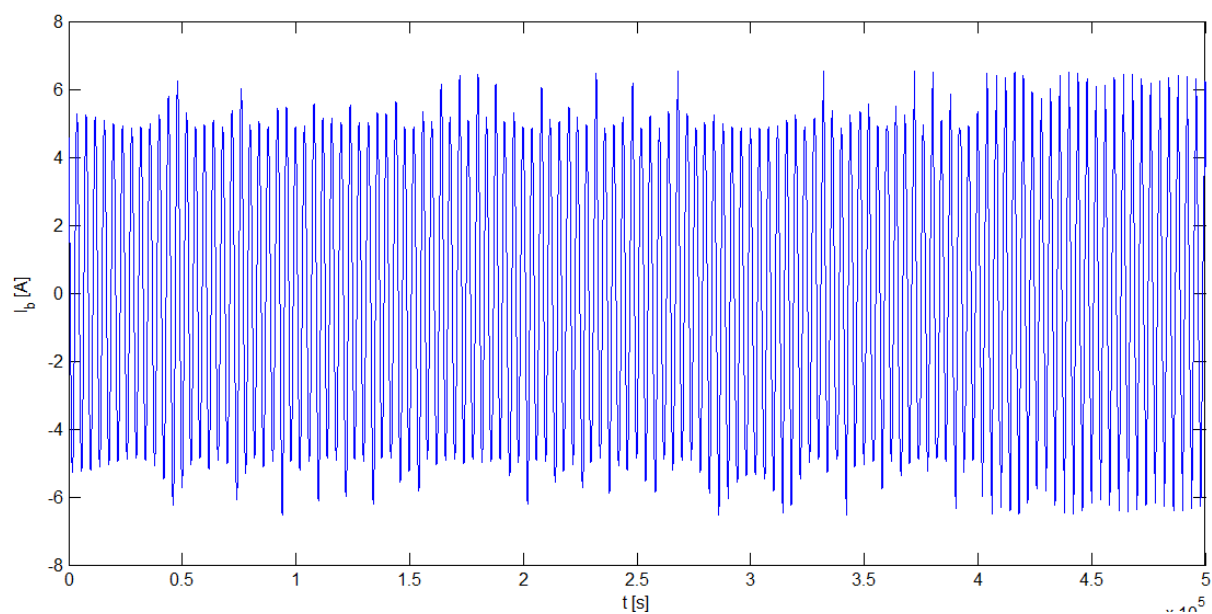


Obr. 21 Průběh elektromagnetického momentu v čase

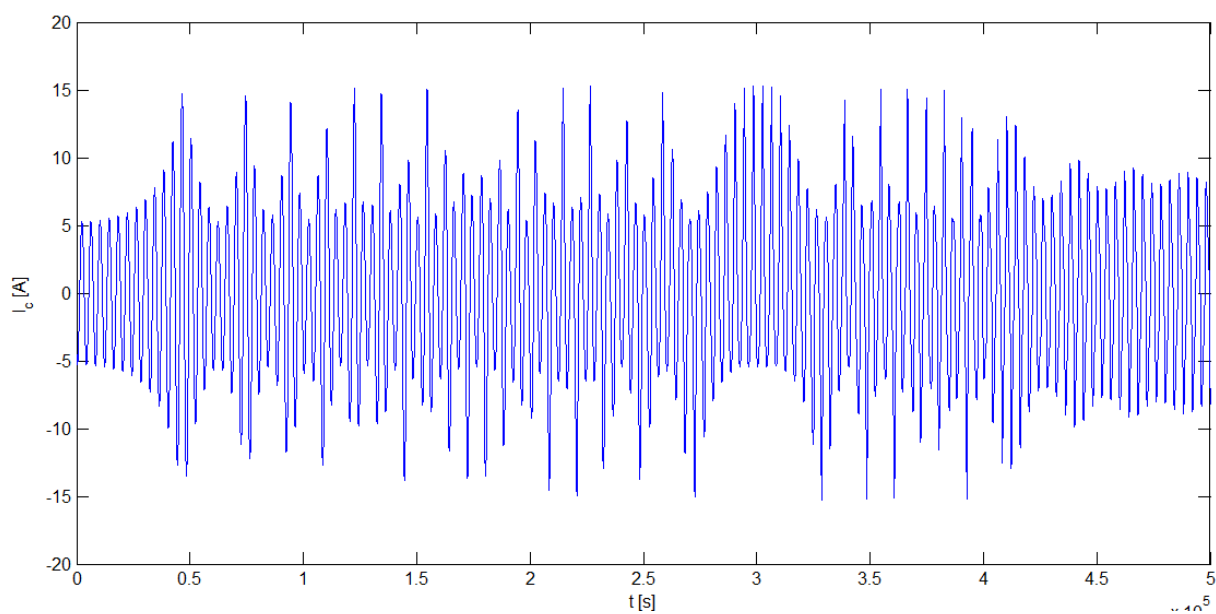
Průběh elektromagnetického momentu je silně ovlivněn injekcí signálu. Po ustálení otáček v čase 5 s se injekce signálu jeví v průběhu momentu v podstatě jako šum. Simulace opět proběhla pro nezatížený motor, proto se moment pohybuje kolem 0.



Obr. 22 Průběh fázového proudu I_a v čase



Obr. 23 Průběh fázového proudu I_b v čase



Obr. 24 Průběh fázového proudu I_c v čase

7 **Závěr**

V dnešní době silné konkurence, ať už na trhu, tak i v oblasti vědy a výzkumu, je výhodné šetřit čas i peníze. Díky této práci je možné si nasimulovat chování asynchronního motoru se zadanými parametry, bez nutnosti reálného zapojení. Tím je sníženo i riziko případného poškození motoru.

Tato práce pracuje s předem danými parametry motoru. Případné změny parametrů by vyžadovaly přímý zásah do simulačního schématu. V této práci je umožněno pohodlně změnit moment zátěže a tím pádem různě podle potřeby zatěžovat motor. Podsystemy motorů jsou samostatně funkční a je možné je kopírovat a používat v jiných schématech za podmínky, že se připojí správný napájecí zdroj.

Očekávám, že hlavní přínos této práce bude v oblasti akademického výzkumu při případném navrhování pohonů s asynchronním motorem, kde je výhodné použít tokový model motoru nebo je potřeba využít model s proměnnými parametry.

8 Literatura

- [1.] Kocman Stanislav: *Asynchronní stroje* [skriptum]. Ostrava, 2002, 27 s.
- [2.] Neborák Ivo: *Modelování a simulace elektrických pohonů* [monografie]. Ostrava, 2002, 168 s.
- [3.] Bandšetter Pavel *Estimátory s injektováním proudového nebo napěťového signálu* [výzkumná zpráva]. Ostrava 2010, 16 s.

Přílohy

Příloha 1: obsah přiloženého CD

1. M-file, se kterým pracuje napěťový střídač (*pwmstr.m*)
2. Schéma motoru s konstantními parametry (*AS_motor_08.mdl*)
3. Schéma motoru s proměnnými parametry (*AS_motor_prom_08.mdl*)